

# INVERTER DEVICE FOR MICROWAVE OVEN

Publication number: JP2003257613

Publication date: 2003-09-12

Inventor: HAYASHI HIDETAKE; TANAKA TERUYA

Applicant: TOKYO SHIBAURA ELECTRIC CO

Classification:

- International: H05B6/68; H02M3/28; H02M3/28; H05B6/68; H02M3/24; H02M3/24;  
(IPC1-7): H02M3/28; H05B6/68

- european:

Application number: JP20020051508 20020227

Priority number(s): JP20020051508 20020227

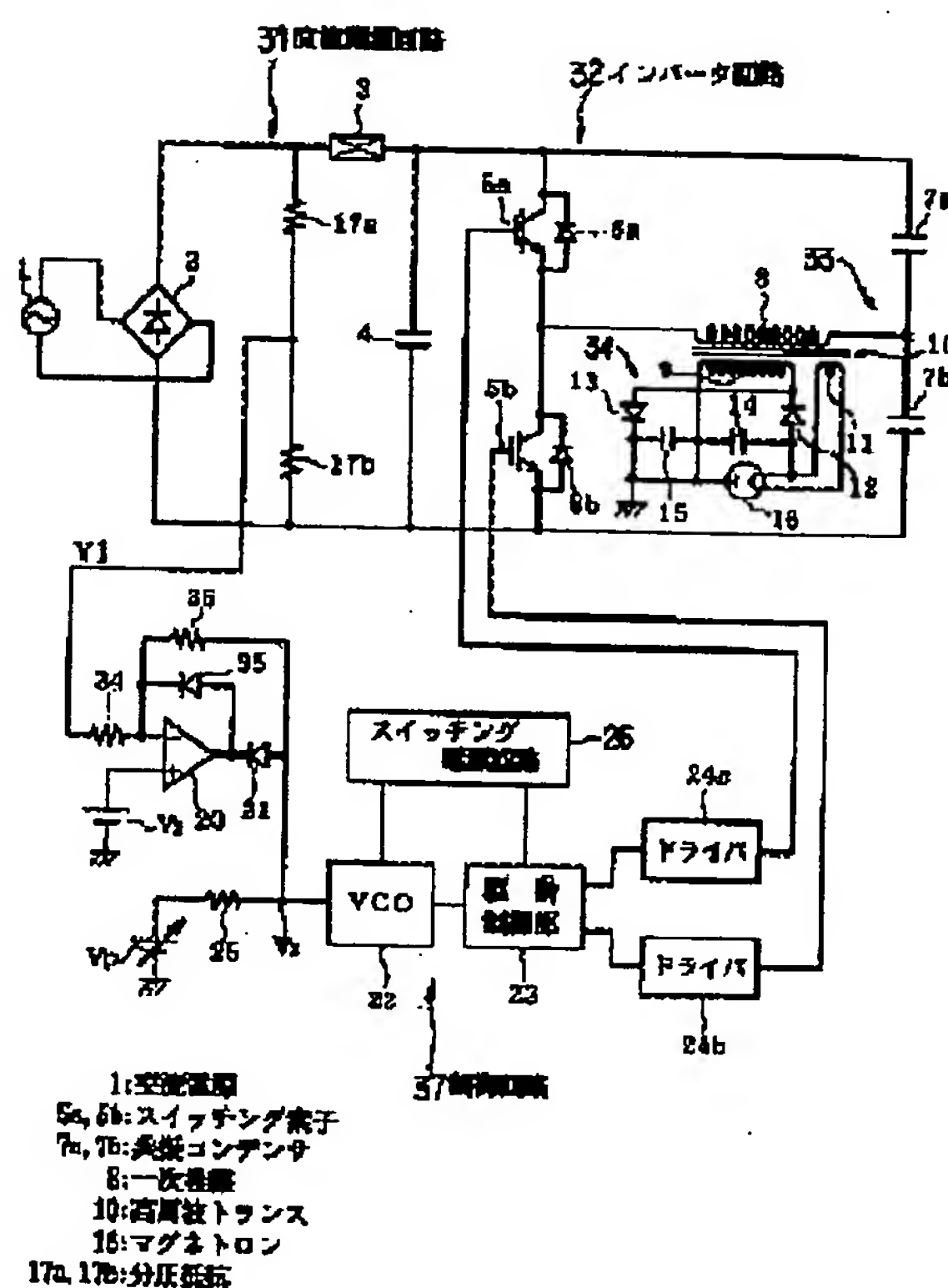
Report a data error here

## Abstract of JP2003257613

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide an inverter device for a microwave oven capable of properly controlling an anode current of a magnetron at lower cost than a conventional inverter device.

**SOLUTION:** A voltage rectified by a rectification circuit 2 in a direct current power supply circuit 31 is divided by voltage dividing resistances 17a and 17b. A control circuit 37 detects changes of a power supply voltage by referring to the divided voltage to change an output condition of an inverter circuit 32 based on its change condition in order to control an anode current of the magnetron 16.

COPYRIGHT: (C)2003,JPO



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

(19)日本国特許庁(JP)

(12)公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2003-257613

(P2003-257613A)

(43)公開日 平成15年9月12日(2003.9.12)

(51)Int. Cl.<sup>7</sup>

識別記号

F I

テ-マ-ト(参考)

H 0 5 B 6/68

3 2 0

H 0 5 B 6/68

3 2 0 B 3K086

// H 0 2 M 3/28

H 0 2 M 3/28

K 5H730

Q

審査請求

有

請求項の数7

O L

(全8頁)

(21)出願番号 特願2002-51508(P2002-51508)

(22)出願日 平成14年2月27日(2002.2.27)

(71)出願人 000003078

株式会社東芝

東京都港区芝浦一丁目1番1号

(72)発明者 林 秀竹

愛知県瀬戸市穴田町991番地株式会社東芝

愛知工場内

(72)発明者 田中 照也

愛知県瀬戸市穴田町991番地株式会社東芝

愛知工場内

(74)代理人 100071135

弁理士 佐藤 強

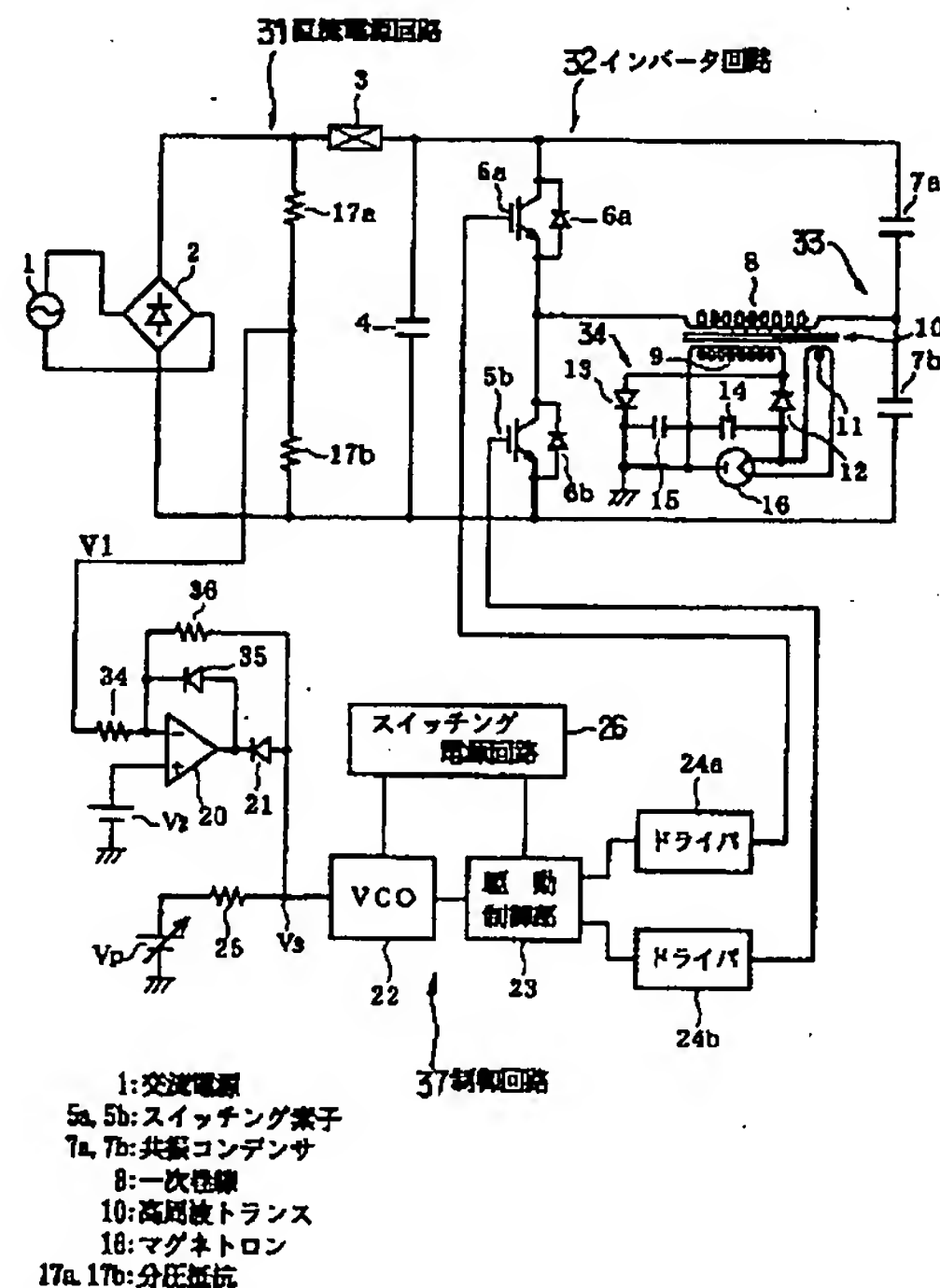
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 電子レンジのインバータ装置

(57)【要約】

【課題】 より低コストでマグネトロンのアノード電流を適切に制御することができる電子レンジのインバータ装置を提供する。

【解決手段】 直流電源回路31における整流回路2により整流された電圧を分圧抵抗17a及び17bによって分圧し、制御回路37は、前記分圧された電圧を参照することで電源電圧の変化を検出し、その変化状態に基づいてインバータ回路32の出力状態を変化させることで、マグネトロン16のアノード電流を制御する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 交流電源を整流すると共に平滑して直流電源を生成する直流電源回路と、

この直流電源回路の正、負端子間に直列に接続される2個のスイッチング素子で構成されるインバータ回路と、この直流電源回路の正、負端子間に直列に接続される2個の共振コンデンサの直列回路と、

前記インバータ回路の出力端子と前記2個の共振コンデンサの共通接続点との間に一次巻線が接続されると共に、マグネトロンの駆動電圧を二次側に発生させる高周波トランスと、

前記交流電源が変化する状態に基づいて、前記インバータ回路の出力状態を変化させるように制御する制御回路とで構成されることを特徴とする電子レンジのインバータ装置。

【請求項2】 制御回路は、スイッチング素子のスイッチング周波数を変化させることでインバータ回路の出力状態を変化させることを特徴とする請求項1記載の電子レンジのインバータ装置。

【請求項3】 直流電源回路において整流された電圧を分圧する分圧抵抗を備え、制御回路は、前記分圧抵抗によって分圧された電圧を参照することで交流電源の変化を検出することを特徴とする請求項1または2記載の電子レンジのインバータ装置。

【請求項4】 制御回路は、交流電源電圧のゼロクロス点付近では、インバータ回路の出力を上昇させることを特徴とする請求項1乃至3の何れかに記載の電子レンジのインバータ装置。

【請求項5】 制御回路は、交流電源電圧が所定レベル以上となる期間では、インバータ回路の出力を低下させることを特徴とする請求項1乃至4の何れかに記載の電子レンジのインバータ装置。

【請求項6】 制御回路に供給するための制御用電源を交流電源より生成するスイッチング電源回路を備え、前記スイッチング電源回路の動作周波数の発振基準タイミングを、インバータ回路のスイッチング周波数の発振基準タイミングに周期的に同期させるように構成されていることを特徴とする請求項1乃至5の何れかに記載の電子レンジのインバータ装置。

【請求項7】 制御回路に供給するための制御用電源を交流電源より生成するスイッチング電源回路を備え、前記スイッチング電源回路の動作周波数を、インバータ回路の出力状態が最大となる場合に対応するスイッチング周波数に一致させたことを特徴とする請求項1乃至5の何れかに記載の電子レンジのインバータ装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、マグネトロンの供給する駆動電圧を二次側に発生させる高周波トランスの

一次巻線に、ハーフブリッジ型のインバータ回路によって高周波電流を供給するように構成される電子レンジのインバータ装置に関する。

## 【0002】

【発明が解決しようとする課題】 電子レンジに使用され、マイクロ波を発生させるマグネトロンの駆動する回路には、出力の連続可変制御が容易であるインバータ方式が広く採用されている。インバータ方式の駆動回路では、商用交流電源より生成した直流電源を高周波電源に変換して高周波トランスの一次巻線に供給する。そして、トランスの二次巻線に発生する高周波電圧を倍電圧整流回路などで整流し、整流した電圧をマグネトロンのアノード、カソード間に印加することでマグネトロンの駆動するようになっている。

【0003】 また、近年は、電子レンジの大容量化が進むことに伴って要請される高出力化に対応するため、ハーフブリッジ型のインバータ回路が採用されることが多い。ハーフブリッジ型のインバータ回路は、高耐圧のスイッチング素子を用いずとも高出力化することができると共に、高周波トランスの一次巻線に直流電流成分が残らないので磁気飽和が生じ難いという利点を有している。

【0004】 ところで、マグネトロンの出力はアノード電流の平均値に比例するが、アノード電流のピーク値が高すぎる場合は、「モーディング」と称される異常動作（ヒータ電流の過小、アノード電流の過大、負荷インピーダンスの不良などにより、マグネatronが異常な発振モードで動作する現象）が発生する場合がある。この「モーディング」の発生を回避する従来技術の1つとして、特開平11-329707号公報に開示されている電子レンジ用高周波電源装置がある。

【0005】 この従来技術は、高周波トランスの一次巻線に流れる電流を変流器により検出し、その検出電流に基づいて得られる電圧とマグネトロンの出力設定により決定された基準電圧との差に相当する誤差電圧を得る。そして、誤差電圧に比例する周波数でハーフブリッジ型のインバータ回路をスイッチングさせることで、電流のピークを抑制するようにしている。

【0006】 しかしながら、上記従来技術では、トランスの一次巻線に流れる電流を変流器によって検出する構成であるため、その分だけコストが上昇してしまうという問題があった。

【0007】 本発明は上記事情に鑑みてなされたものであり、その目的は、より低コストでマグネトロンのアノード電流を適切に制御することができる電子レンジのインバータ装置を提供することにある。

## 【0008】

【課題を解決するための手段】 上記目的を達成するため、請求項1記載の電子レンジのインバータ装置は、交流電源を整流すると共に平滑して直流電源を生成する直

流電源回路と、この直流電源回路の正、負端子間に直列に接続される2個のスイッチング素子で構成されるインバータ回路と、この直流電源回路の正、負端子間に直列に接続される2個の共振コンデンサの直列回路と、前記インバータ回路の出力端子と前記2個の共振コンデンサの共通接続点との間に一次巻線が接続されると共に、マグネトロンの駆動電圧を二次側に発生させる高周波トランスと、前記交流電源が変化する状態に基づいて、前記インバータ回路の出力状態を変化させるように制御する制御回路とで構成されることを特徴とする。

【0009】即ち、交流電源は、直流電源回路によって整流・平滑されるが、一般に、電子レンジに使用される直流電源回路における平滑作用は、力率の低下を防止し、電源効率を向上させる目的で抑制されている（即ち、平滑コンデンサの容量が比較的小さく設定されている）。そのため、直流電源回路より出力される直流電源電圧は、交流電源電圧の振幅変動が比較的大きく反映された脈流に近い状態となっており、そのような電源をスイッチングすることで生成される高周波電流の波形振幅もその振幅変動の影響を受けている。

【0010】従って、交流電源が変化する状態を参照して、前記インバータ回路の出力状態を変化させるように制御することが可能である。そして、交流電源の変化状態を参照する構成は、従来とは異なり、変流器のような高価なデバイスを使用することなく簡単に構成できるので、より低いコストでマグネトロンのアノード電流を適切に制御することができる。また、交流電源の変化状態を参照するので、当該電源電圧に歪等が生じた場合でもその変化に迅速に応答して制御することが可能となる。

【0011】この場合、請求項2に記載したように、制御回路を、スイッチング素子のスイッチング周波数を変化させることでインバータ回路の出力状態を変化させるように構成すると良い。即ち、ハーフブリッジ型のインバータ回路では、スイッチング素子のスイッチング周波数に応じて出力状態を容易に変化させることが可能であり、制御系を簡単に構成することができる。

【0012】また、請求項3に記載したように、直流電源回路において整流された電圧を分圧する分圧抵抗を備えて、制御回路を、前記分圧抵抗により分圧された電圧を参照することで交流電源の変化を検出するように構成するのが好ましい。斯様に構成すれば、交流電源電圧の変化を極めて簡単且つ安価に検出することができる。

【0013】以上の場合において、請求項4に記載したように、制御回路を、交流電源電圧のゼロクロス点付近ではインバータ回路の出力を上昇させるように構成すると良い。即ち、交流電源電圧のゼロクロス点付近では、高周波トランスの一次巻線に供給される高周波電流の振幅も低下するのでマグネトロンの供給されるアノード電流も低下する。斯様な期間が存在するとアノード電流の平均値が低下してマグネトロンの出力も低下することに

なる。従って、当該期間においてインバータ回路の出力を上昇させるように制御すれば、交流電源電圧の低下に伴う高周波電流量の低下を補い、マグネトロンの出力レベルがより平均的となるように維持することができる。

【0014】また、請求項5に記載したように、制御回路を、交流電源電圧が所定レベル以上となる期間においてインバータ回路の出力を低下させるように構成すると良い。即ち、上述したように、マグネトロンのアノード電流のピーク値が上昇し過ぎると「モーディング」が発生するおそれがあるため、ピーク値を適当なレベルで抑制する必要がある。この制御についても、交流電源電圧を参照し、その電圧が所定レベル以上となる期間でインバータ回路の出力を低下させれば、高周波トランスの一次側に供給される高周波電流量を低下させてピークの上昇を適切に抑制することができる。そして、この場合も、マグネトロンの出力レベルをより平均的にすることができる。

【0015】更に、以上の場合において、請求項6に記載したように、制御回路に供給するための制御用電源を交流電源より生成するスイッチング電源回路を備えて、前記スイッチング電源回路の動作周波数の発振基準タイミングを、インバータ回路のスイッチング周波数の発振基準タイミングに周期的に同期させるように構成すると良い。

【0016】一般に、これらの周波数は何れも可聴周波数よりも十分高くなるように設定されており、単独では人間の聴覚によって認識されることはない。また、夫々が可聴周波数より十分高く設定されている場合でも、両者の周波数が非常に接近していると、それらの差分となる周波数が可聴周波数域に属することもあるので、両者の周波数差は十分大きくなるように設定される。

【0017】ところが、斯様に設定されている場合であっても、夫々の発振信号が高調波成分を含んでいると、一方の基本波成分と他方の高調波成分とが接近している場合があり、その様な場合には、やはり差分の周波数が不快な発振音として認識されてしまう。そこで、請求項6のように構成すれば、スイッチング電源回路の動作周波数の周期性が低下させることができる。尚、ここで言う「発振基準タイミング」とは、発振信号波形の振幅が各周期において所定のレベルを示す時（位相）を基準とするタイミングであり、例えば、振幅が最大値や最小値を示す時点などである。そして、「一方の発振基準タイミングを、他方の発振基準タイミングに周期的に同期させる」とは、例えば、一方の発振信号波形が最小値を示す時点で、他方の発振信号波形も同時に最小値を示すように調整することを意味する。

【0018】斯様に調整を行うと、被同期側の発振信号には、同期側の発振周波数成分（基本波若しくはその高調波）が含まれるようになり、その結果、被同期側の本来の発振周波数が有している周期性は実質的に低下する



ことになる。尚、スイッチング電源回路においては、動作周波数が多少変動したとしても電源生成動作に及ぼす影響は少ない。従って、それに伴って高調波成分のレベルも低下し、結果として、一方の基本波成分と他方の高調波成分との関係において発生する干渉音のレベルを低下させることができる。

【0019】また、請求項7に記載したように、制御回路に供給するための制御用電源を交流電源より生成するスイッチング電源回路を備え、前記スイッチング電源回路の動作周波数を、インバータ回路の出力状態が最大となる場合に対応するスイッチング周波数に一致させるように構成しても良い。

【0020】即ち、インバータ回路のスイッチング周波数は電子レンジの調理状態に応じて変化するので、スイッチング電源回路の動作周波数を、出力状態が最大となる場合に対応するスイッチング周波数に一致させれば、上述したような一方の基本波成分と他方の高調波成分との関係において発生する干渉音のレベルを低下させることができる。

【0021】

【発明の実施の形態】以下、本発明の第1の実施例について図1及び図2を参照して説明する。電子レンジに使用されるインバータ装置の電気的構成を示す図1において、商用交流電源1の両端には、ダイオードブリッジ整流回路2の交流入力端子が接続されており、その直流出力端子間には、チョークコイル3及び平滑コンデンサ4で構成されるフィルタが接続されている。これらは、直流電源回路31を構成している。

【0022】平滑コンデンサ4の両端には、IGBT（スイッチング素子）5a及び5bの直列回路と、共振コンデンサ7a及び7bの直列回路が接続されている。また、IGBT5a、5bの各コレクターエミッタ間には、帰還用のダイオード6a、6bが夫々逆並列に接続されている。2つのIGBT5a、5bは、インバータ回路32を構成している。

【0023】IGBT5a、5bの共通接続点（インバータ回路32の出力端子）と、共振コンデンサ7a、7bの共通接続点との間には、高周波トランス10の一次巻線8が接続されており、この一次巻線8と共振コンデンサ7a、7bによって直列共振回路33が構成されている。

【0024】高周波トランス10の二次巻線9には、ダイオード12及び13、コンデンサ13及び14からなる倍電圧整流回路34が接続されており、マグネトロン16に直流高電圧を供給するようになっている。また、高周波トランス10の二次側には、マグネトロン16のフィラメントに電流を供給するためのヒータ巻線11が配置されている。

【0025】また、整流回路2の直流出力端子間には、分圧抵抗17a及び17bの直列回路が接続されてお

り、それらの共通接続点（分圧電圧V1を示す）は抵抗34を介してオペアンプ20の反転入力端子に接続されている。オペアンプ20の非反転入力端子には基準電圧V2が与えられている。オペアンプ20の出力端子は、逆方向のダイオード21を介して電圧制御発振器（VCO）22の電圧入力端子に接続されていると共に、ダイオード35を介して反転入力端子に接続されている。また、ダイオード21のアノードは、抵抗36を介して反転入力端子に接続されている。

10 【0026】オペアンプ20は、分圧電圧V1のレベルが基準電圧V2のレベルより低い場合は、出力端子がハイレベルとなってダイオード35を導通させる。また、分圧電圧V1のレベルが基準電圧V2のレベルより高くなると、出力端子がロウレベルとなってダイオード21を導通させる。

20 【0027】電圧制御発振器（VCO）22は、入力電圧の増加に伴って出力信号の発振周波数が低下するように構成されており、その電圧入力端子には抵抗25を介して基準電圧Vpが与えられている。電圧制御発振器22の出力信号は、駆動制御部23に与えられている。駆動制御部23の出力端子は、ドライバ24a、24bを介してIGBT5a、5bのゲートに接続されている。

【0028】また、スイッチング電源回路26は、商用交流電源1から制御用電源を生成して電圧制御発振器22及び駆動制御部23に供給すると共に、ゲート駆動用電源を生成してドライバ24a、24bに供給するように構成されている。尚、以上の構成において、オペアンプ20、電圧制御発振器22及び駆動制御部23は、制御回路37を構成している。

30 【0029】次に、本実施例の作用について図2を参照して説明する。図2は、交流電源電圧（a）、電圧制御発振器22の入力電圧V3（b）、及びマグネトロン16のアノード電流（c）の波形を示すものである。

【0030】商用交流電源1の電圧レベルが低い期間、即ちゼロクロス点付近では、分圧電圧V1のレベルが基準電圧V2のレベルより低くなるので、オペアンプ20がダイオード35を導通させて入力電圧V3は基準電圧V2に等しくなる。そして、商用交流電源1の電圧レベルが高い期間では、分圧電圧V1のレベルが基準電圧V2のレベルより高くなりオペアンプ20がダイオード21を導通させ、自身を反転増幅器として作用させ入力電圧V3を基準電圧V2よりも低下させる。

40 【0031】その結果、商用交流電源1の電圧レベルが低い期間では電圧制御発振器22の発振周波数が低下して、インバータ回路32におけるスイッチング周波数が低下する。すると、高周波トランス10の一次側に供給される高周波電流量は増加するので、マグネトロン16のアノード電流は増加する。また、商用交流電源1の電圧レベルが高い期間では、電圧制御発振器22の発振周波数が上昇するので、インバータ回路32におけるスイ

ツチング周波数も上昇してアノード電流は減少する。

【0032】ここで、直流電源回路31より出力される直流電源電圧は、平滑コンデンサ4の容量が小さく設定されているため、交流電源電圧の振幅変動が比較的大きく反映された脈流に近い状態となっている。従って、そのような電源をスイッチングすることで生成される高周波電流の波形振幅もその振幅変動の影響を受けている。即ち、交流電源電圧のゼロクロス点付近では、高周波トランス10の一次巻線8に供給される高周波電流量も低下するのでマグネトロン16に供給されるアノード電流は低下する。

【0033】そして、図2(c)において破線で示すように、本実施例の制御を行わない場合は、商用交流電源1の電圧レベルが低い期間においてほぼゼロであったアノード電流が、本実施例の制御を行うことで実線で示すように増加したことになる。従って、マグネトロン16の駆動が可能となる期間がより長くなっている。

【0034】尚、以上のように制御するため、基準電圧V2のレベルは通常の制御レベルよりも高めとなるように設定しておく。そして、ダイオード21が導通して入力電圧V3が低下した場合に、通常の制御レベルとなるように設定する。

【0035】以上のように本実施例によれば、直流電源回路31における整流回路2により整流された電圧を分圧抵抗17a及び17bによって分圧し、制御回路37は、前記分圧された電圧を参照することで電源電圧の変化を検出し、その変化状態に基づいてインバータ回路32の出力状態を変化させるようにした。

【0036】従って、従来とは異なり、変流器のような高価なデバイスを使用することなく、分圧抵抗17a及び17bを用いてより低いコストでマグネトロン16のアノード電流を適切に制御することができる。また、交流電源1の変化状態を参照することで、当該電源電圧に歪等が生じた場合でもその変化に迅速に応答して制御することが可能となる。

【0037】また、本実施例によれば、制御回路37は、IGBT5a、5bのスイッチング周波数を変化させることでインバータ回路32の出力状態を変化させるようにした。即ち、ハーフブリッジ型のインバータ回路15は、IGBT5a、5bのスイッチング周波数に応じて出力状態を容易に変化させることが可能であるから、制御系を簡単に構成することができる。

【0038】更に、本実施例によれば、制御回路37は、交流電源電圧のゼロクロス点付近ではインバータ回路32の出力を上昇させるので、交流電源電圧の変化に伴い高周波トランス10の一次巻線8に供給される高周波電流の振幅が低下する期間においてインバータ回路32の出力を上昇させることで、交流電源電圧の低下に伴う高周波電流量の低下を補い、マグネトロン16の出力レベルがより平均的となるように維持することができ

る。従って、駆動効率を向上させることが可能となる。

【0039】図3は本発明の第2実施例を示すものであり、第1実施例と同一部分には同一符号を付して説明を省略し、以下異なる部分についてのみ説明する。第2実施例の構成は基本的に第1実施例と同様であるが、制御思想が異なっている。

【0040】即ち、第1実施例では、基準電圧V2を通常の制御レベルよりも高めに設定し、ダイオード21が導通して入力電圧V3が低下した場合に、通常の制御レベルとなるように設定することで、交流電源電圧のゼロクロス点付近におけるアノード電流量の低下を補うように制御した。これに対して、第2実施例では、基準電圧V2を通常の制御レベルに設定し、交流電源電圧のレベルが所定値以上となる期間（例えば、AC100Vの場合に、30～50V以上）においてダイオード21が導通した場合に、入力電圧V3を、通常の制御レベルよりも低下させるようにする。

【0041】即ち、交流電源電圧のレベルが上昇すると、それに伴ってインバータ回路32の出力が上昇しマグネトロン16のアノード電流が上昇するので、マグネトロン16の駆動効率が低下したり、前述した「モーディング」が発生するおそれもある。そこで、交流電源電圧のレベルが所定値以上となる期間では、インバータ回路32の出力を低下させ、図3(c)に示すようにアノード電流のピークを低下させる。

【0042】以上のように第2実施例によれば、制御回路37は、交流電源電圧が所定レベル以上となる期間においてインバータ回路32の出力を低下させるので、当該期間に高周波トランス10の一次側に供給される高周波電流量を低下させてピークの上昇を適切に抑制することができ、「モーディング」の発生を抑制すると共に、マグネトロン16の駆動効率を向上させることができる。

【0043】本発明は上記し且つ図面に記載した実施例に限定されるものではなく、以下のような変形または拡張が可能である。スイッチング電源回路26の動作周波数の発振基準タイミングを、インバータ回路32のスイッチング周波数の発振基準タイミングに周期的に同期させるように構成しても良い。一般に、これらの周波数は何れも可聴周波数よりも十分高くなるように設定されており、単独では人間の聴覚によって認識されることはない。また、夫々が可聴周波数より十分高く設定されている場合でも、両者の周波数が非常に接近していると、それらの差分となる周波数が可聴周波数域に属することもあるので、両者の周波数差は十分大きくなるように設定される。ところが、斯様に設定されている場合であっても、夫々の発振信号が高調波成分を含んでいると、一方の基本波成分と他方の高調波成分とが接近している場合があり、その様な場合には、やはり差分の周波数が不快な発振音として認識されてしまう。そこで、上記のよう

に構成すれば、スイッチング電源回路26の動作周波数の周期性を低下させることができる。

【0044】ここで言う「発振基準タイミング」とは、発振信号波形の振幅が各周期において所定のレベルを示す時（位相）を基準とするタイミングであり、例えば、振幅が最大値や最小値を示す時点などである。即ち、「スイッチング電源回路26の動作周波数の発振基準タイミングを、インバータ回路32のスイッチング周波数の発振基準タイミングに周期的に同期させる」とは、例えばインバータ回路32のスイッチング周波数を規定する発振信号波形が最小値を示す時点で、スイッチング電源回路26の動作周波数を規定する発振信号波形も同時に最小値を示すように調整することを意味する。斯様に調整を行うと、被同期側の発振信号には同期側の発振周波数成分（基本波若しくはその高調波）が含まれるようになり、その結果、被同期側の本来の発振周波数が有している周期性は実質的に低下することになる。（尚、スイッチング電源回路26においては、動作周波数が多少変動したとしても、電源生成動作に及ぼす影響は少ない）、それに伴って高調波成分のレベルも低下し、結果として、一方の基本波成分と他方の高調波成分との関係において発生する干渉音のレベルを低下させることができる。また、この場合の同期-非同期の関係が逆になるように設定しても良い。

【0045】また、スイッチング電源回路26の動作周波数を、インバータ回路32の出力状態が最大となる場合に対応するスイッチング周波数に一致させるように構成しても良い。即ち、インバータ回路32のスイッチング周波数は電子レンジの調理状態に応じて変化するので、スイッチング電源回路26の動作周波数を出力状態が最大となる場合に対応するスイッチング周波数に一致させれば、上述したような一方の基本波成分と他方の高

調波成分との関係において発生する干渉音のレベルを低下させることができる。制御回路を1つのマイクロコンピュータとして構成しても良い。第1実施例において、制御回路を、交流電源電圧のゼロクロス点付近において、電圧制御発振回路22の入力電圧を上昇させる構成としても良い。第1実施例と第2実施例の制御を同時に行うようにしても良い。準E級のインバータ回路について、同様の制御を適用しても良い。

【0046】

10 【発明の効果】本発明の電子レンジのインバータ装置によれば、制御回路は、交流電源が変化する状態に基づいてインバータ回路の出力状態を変化させるように制御するので、従来とは異なり、変流器のような高価なデバイスを使用することなく簡単に構成することができ、より低いコストでマグネトロンのアノード電流を適切に制御することができる。また、交流電源の変化状態を参照するので、当該電源電圧に歪等が生じた場合でもその変化に迅速に応答して制御することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

20 【図1】本発明の第1実施例であり、電子レンジに使用されるインバータ装置の電氣的構成を示す図

【図2】（a）は交流電源電圧、（b）は電圧制御発振器の入力電圧V3、（c）はマグネトロンのアノード電流の波形を示す図

【図3】本発明の第2実施例を示す図2相当図

【符号の説明】

30 1は商用交流電源、5a及び5bはIGBT（スイッチング素子）、7a及び7bは共振コンデンサ、8は一次巻線、10は高周波トランス、16はマグネトロン、17a及び17bは分圧抵抗、26はスイッチング電源回路、31は直流電源回路、32はインバータ回路、37は制御回路を示す。



【图 2】

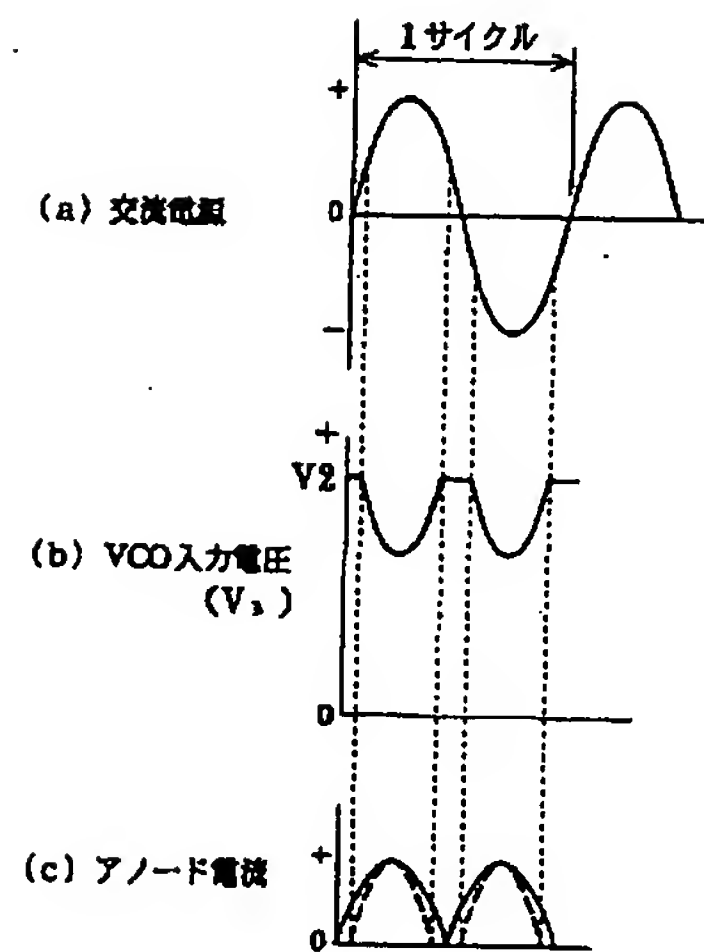


Figure 1 consists of three vertically stacked waveforms sharing a common horizontal time axis. The horizontal axis is marked with '0' at the origin and '1サイクル' (1 cycle) at the end of the first period. Vertical dashed lines extend from the zero-crossings of the sine wave in (a) to the transitions in (b) and (c).  
 (a) 交流電圧 (AC voltage): A sine wave oscillating between positive and negative values.  
 (b) VCO入力電圧 ( $V_3$ ) (VCO input voltage): A square wave that is high during the positive half-cycle of the sine wave and low during the negative half-cycle.  
 (c) アノード電流 (Anode current): A pulsed current that flows only during the positive half-cycles of the sine wave, with a dashed line indicating the envelope of the pulses.



フロントページの続き

Fターム(参考) 3K086 AA01 AA09 BA08 CC02 CD11  
DA02 DB15 FA02 FA03 FA04  
5H730 AA02 AA14 AA15 AS04 BB26  
BB57 BB76 CC01 DD02 DD12  
EE06 EE07 EE72 EE79 FD11  
FG07 FG26 XX03 XX15